

**This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- **BLACK BORDERS**
- **TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- **FADED TEXT**
- **ILLEGIBLE TEXT**
- **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- **COLORED PHOTOS**
- **BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS**
- **GRAY SCALE DOCUMENTS**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

This Page Blank (uspto)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-163822

(43)Date of publication of application : 18.06.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 09-324926

(71)Applicant : JISEDAL DIGITAL TELEVISION
HOSO SYSTEM KENKYUSHO
HITACHI LTD

(22)Date of filing : 26.11.1997

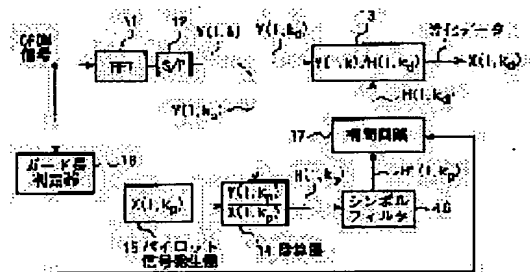
(72)Inventor : YAMAMOTO AKIO
OKUBO TAKASHI
NOGAMI HIROSHI
SHIROSUGI TAKATOSHI

(54) OFDM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an OFDM receiver that suppresses a noise component to enhance the S/I even in the case that a digital filter such as an FIR filter is employed for the interpolation system.

SOLUTION: A guard period discrimination device 18 discriminates a guard period of a received signal and selects a band width of an FIR filter provided to an interpolation circuit 17 based on the discrimination result so as to set an optimum band width to the guard period. Thus, an estimate transmission line response is optimized thereby suppressing a noise component through a complex division of the received data signal at a complex divider 13 and enhancing the S/I.



This Page Blank (uspto)

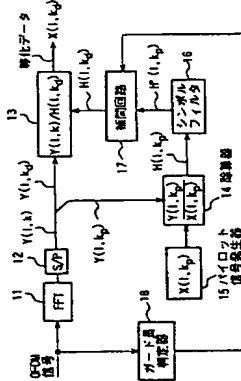
(19)日本国特許庁 (J P) (12) 公開特許公報 (A) (11)特許出願公開番号
特開平11-163822

平成9年(1997)6月18日
(43)公開日 平成11年(1999)6月18日

(51)IntCl. H 0 4 J 11/00	F I H 0 4 J 11/00	Z
審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 18 頁)		
(21)出願番号 特願平9-324926	(71)出願人 395017298 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所 東京都港区赤坂5丁目2番8号 000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地 山本 昭夫 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所内	
(22)公開日 平成9年(1997)11月26日	(72)発明者 山本 昭夫 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所内	(74)代理人 弁理士 鈴木 武彦 (外5名)

(54)【発明の名称】 OFDM用受信装置

(57)【要約】
【課題】 伝送路応答を推定する補間回路にFIRフィルタを用いた場合、その帯域幅を最も広く設定しておくため、雑音電力も大きく、S/Nが劣化するという課題を解決する。
【解決手段】 受信信号のガード期間長をガード期間判定器18で判定し、その判定結果に基づいて補間回路17に設けられるFIRフィルタの帯域幅を切り換えて、ガード期間長に最適な帯域幅を設定することで、推定伝送路応答を最適化し、これによって復素除算器13における受信データ信号との乗算除算により雑音成分を抑圧し、S/Nを上昇させる。



【特許請求の範囲】
【請求項1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変え、復調手段とを具備したことを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項2】 前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記FIRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項1項記載のOFDM用受信装置。
【請求項3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔たった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステータス補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔たった第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔たった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算

算またはステータス補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステータス補間演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステータス補間演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔たった第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項5】 前記等化手段は、線形補間演算またはステータス補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項3、4項記載のOFDM用受信装置。
【請求項6】 前記等化手段は、前記パイロット信号の配置位置が時間方向に巡回的にずれているとき、一巡毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項1、3、4のいずれか記載のOFDM用受信装置。
【発明の詳細な説明】
【0001】
【発明の属する技術分野】 本発明は、OFDM (直交分周多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 信号のデジタル変調された信号を受信するOFDM用受信装置に関する。
【0002】
【従来の技術】 地上デジタル放送方式として、OFDM (直交周波数分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が欧州、国内で採用されている。このOFDM方式は、1チャンネルの帯域内に多数のサブキャリアを多重伝送する (欧州DVB-T システムで2Kモードで170.5本、文獻 (1) : EBU/ETSI JTC : Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETSI 300 744, Apr. 1996) 方式である。このDVB-T システムでは、サブキャリアの中心に振幅、位相が既知のパイロット信号を含めて伝送している。したがって、受信器においてこのパイロット信号を用いて伝送路応答を推定することが可能であり、既にこのパイロット信号を用いた周波数領域における等化手法が提案されている。この手法の概略に示すように、送信側 (0003) いま、図17 (a) に示すように、送信側Aから受信器Bに直達波 (希薄波)、反射波 (遅延波) 等を含めて複数の波が受信された場合、いわゆるマルチパス伝播が発生する。そこで、受信器Bでは、アンテナB1の受信信号Yを等化回路B2及び推定回路B3に入力する。推定回路B3では、受信信号Yに含まれるパイロット信号に基づいて伝送路応答を推定する。等化回路B2では、受信信号Yを推定回路B3で得られた伝送路

め、軟形補間、ステップ補間とも急激に特性劣化する。これに対し、サンプリングが自前の場合には、方式2では、軟形補間で10サンプル増で6dB／1比の劣化が生じているのに対し、ステップ補間では6dB近く特性劣化することがわかった。また、方式1の場合は、軟形補間で20サンプル増で6dB／1比が6dBの劣化であるのに対し、ステップ補間では17dB近く特性劣化することがわかった。

【0029】以上のシミュレーション結果より、線形補間が特性上は優れていることが明らかとなったが、民生用のOFDM受信設備への適用を考えた場合、パイロット信号を用いた位置推定器の補間方式としては、加算器、乗算器の不要（線形補間方式は、加算器と乗算器で数値クエータが必要である）なステップ補間方式が有利と考えられる。しかしながら、ステップ補間方式は、上記したように線形補間方式と比較して特性が十分ではないという課題があった。

【0030】本発明は、上記の課題を解決し、補間方式としてFIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合でも、離散成分を削減してS/Nを上昇させることのできるOFDM方式の装置を提供することを第1の目的とする。また、簡易な補間方式として、同相増幅を増大させる乗算器を配置で、伝送路に落ち、ハワードワードウェア増幅を輸出することが可能なるOFDM用受信装置を提供することを第2の目的とする。

【0031】
【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成す
るために、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のよ
うな構成とする。

【0032】(1) 振幅、位相が既知のバイロッド信号
X OF DM (Orthogonal Frequency Division Multiple
Access: 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共
同にバイロッド信号を抽出する復調手段 (F F T 同路等) を
用いて、この手段で復調されたバイロッド信号を用いて前記
受信信号から復調されたデータ信号の伝送遅延を補償
して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記 OF DM
受信信号のデータ期間を判定するデータ期間長判定手
段と、この手段の判定結果に基づいて前記等化手段の補償
遅延値を定める遅延値制御手段とを具備する。

【0033】(2) (1) の構成において、前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つ1Rフィルタを使用し、前記ガード期間及判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記1Rフィルタの係数を切り換えることで抽回帯域幅を可変制御する。

【0034】すなわち、上記構成では、植間方式としてFIRフィルタやIIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合は、受信信号のガード期間長に応じてFIRフィルタの帯域幅を切り換え、雑音成分を抑制する構

成とした。

【0035】また、上記第2の目的を達成するために、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のよう構成とする。

【0036】(3) 振幅、位相が既知のバイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数のガード期間長のうちいずれかの間にバイロット信号を挿入する。この手段で復調されたバイロット信号を用いて増設受信番号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2番目デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行なう第1及び第2のバイロット信号が、周波数軸上を構成した第1及び第2の等化手段が、周波数軸上で行った第1及び第2のバイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて輻射補間演算またはステッピング補間演算を行った結果第3の伝送路応答を得た。すなわち第1の伝送路応答を用いて周波数軸上で結合させた第1及び第2のバイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を抽出する。

【0037】（４）振幅、位相が既知のバイロロジット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数の14のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行す。OFDM受信信号からデータ信号と共にバイロロジット信号を復調する復調手段が、この手段で復調されたバイロロジット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2デジタリット信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のバイロロジット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて輻形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を用いて輻形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で結合した第1、第2のバイロロジット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【0038】(5) (3) または (4) の構成において、前記等化手段は、線形補間演算またはステツプ補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いる。

【0039】すなわち、上記構成では、簡易形の補間方式として、ハードウェア規模を小さくできるステップ補間方式を基本とし、パイロット信号間伝送路応答補間信号を推定した上で、パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の補間を行う。補間信号は、パイロット信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗算器から構成されるが、2値デジタル信号で信号処理を行う受信装置においては、乗算器を簡易な構成のビットシフト回路で構成することで、ハードウェア規模を最小

のである。

【0045】上記補間回路17は、FIRフィルタを用いて構成される。その一構成例を図2に示す。

【0046】この範囲内817は、FIRフィルタ17-1、アドレス発生器17-2、ROM17-3より構成される。ROM17-3には、FIRフィルタ17-1に与える係数列として、 $T_0/T_0 \div 4$ 、 $T_0/8$ 、 $T_0/16$ 、 $T_0/32$ の4つの間隔に定じた係数値が格納されており、アドレス発生器17-2でカード判定信号に応じてアドレス信号を発生し、このアドレス信号でROM17-3に格納される係数値を指定することで、FIRフィルタ17-1に与える係数列を変化させ、その帯域幅を切り換えることができる。

【0047】FIRフィルタ17は、例えば図3に示すように、図19(a)に示したものと同一回路構成で実現でき(図3において、図19(a)と同一部分には同一符号を付して示す)、乗算器1～Nmに入力される係数値hr(n)jhi(n)に応じて帯域幅を自由に切り換えることができる。

【0048】図1に帯域幅切り換えの例を示す。ここで、受信信号のガー下期間長が $T_u/4$ であるときは、FIRフィルタ171の帯域幅を帯域幅a1に設定する。同様に、ガー下期間長が $T_u/8$ 、 $T_u/16$ 、 $T_u/32$ のときは、それぞれガー下期間長に合わせたフィルタの帯域幅a2、a3、a1と切り換えた伝送路応答を得ることができ、これにより、受信データ信号のガー下期間長に合った伝送路応答を得ることができ、

【0049】したがって本実施形態の構成によれば、補
間回路17に下IRフィルタ171を用いて、受信信号
のガード期間区に応じて下IRフィルタの帯域幅を切り
換えることができるので、伝送路劣化をガード期間長に
応じて最適帯域幅に設定することができ、これによって不要
な雑音成分を抑制し、低減することができ、

【0050】尚、上記の説明では、抽回回路17にFI
Rフィルタを用いるものとしたが、IIRフィルタ等の
他のフィルタ構成であっても実現可能である。

【0051】図5は本発明の第2の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック回路である。図5において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0052】本実施形態は、図1に示した第1の実施形態の構成と比較して明らかに、ガード長判定器19における受信信号のガード長の判定をS/P変換器12の後の周波数変換の信号により行う実施形態である。この構成では、第1の実施形態よりも、ガード長の判定に時間がかかるが、DVB-T仕様のTPS信号（文献(1)：ETSI/ETSI JTC-Digital Broadcasting system for television, soundand data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETS 300 744, Mar. 1996参照）

を復号してガード長を判定するため、判定結果の精度が高いという特徴がある。得られる効果は、第1の実施形態と同じであり、ガード期間長に合わせて補用フィルタの帯域幅を切り換えることで、各ガード期間に最適なフィルタ帯域幅が得られ、不要な雑音を除去することが可能である。

【0053】図6に第1、第2の実施形態の構成におけるシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、FFT 2kシステム (FFTポイントで2048ポイント)、希望波 (D) と雑波 (C) の2波の静的マルチパス伝送路を設定し、遅延後の遅延時間はFFTポイントで100ポイント (有効シンボル期間 T_u の約1/10に相当) とした。

【0054】図6で、実線で示したものが受信信号のガード期間長に合わせて補用フィルタの帯域幅を切り換えるものであり、破線で示したものは、もともと広い帯域にフィルタの帯域幅を固定としたものである。本発明の帯域幅切り換え方式を用いることで、最大1.6dBのS/N向上が得られることがわかった。

【0055】以下、簡易的な補用方式についての実施形態について説明する。

【0056】図7は本発明の第3の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック図である。本実施形態は、「説明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式1に対応する実施形態である。尚、図7において、図1と同じ部分には同一の符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0057】図7において、FFT回路11及びS/P変換器12で周波数領域の信号に変換された受信(OFDM)信号 $Y(1, k)$ (ここで Y は受信シンボル番号、 k はサブキャリア番号を表す)は、受信データ信号 $Y(1, kd)$ (ここで、 kd はデータ信号のサブキャリア番号)と受信パイロット信号 $Y(1, kp)$ (ここで、 kp はパイロット信号のサブキャリア番号)に分解される。

【0058】ここで、受信パイロット信号 $Y(1, kp)$ は、N個の成分 $Y(1, k0) \dots Y(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

$$H(1, k) = (H(1, kn) + H(1, kn+1))/2$$

【0062】ここで、上式は伝送路応答 $H(1, kn)$ と $H(1, kn+1)$ の加重平均である。ここで、伝送路応答 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0063】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0059】この伝送路応答 $H(1, kp)$ は、時間方向に $H(1, kp)$ を平均化するシンボルフィルタ (ここではIRフィルタが利用できる) 20を介して補用回路21に供給される。ここで、 $H(1, kp)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。以下、簡単のため、シンボルフィルタ20の出力信号にも $H(1, kp)$ の記号を用いる。

【0060】補用回路21では、図8に示すように、周波数軸上で隣り合った受信パイロット信号のサブキャリア kn 、 $kn+1$ の間にそれ以外の伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ を用いて、伝送路応答 $H(1, k)$ の補用信号 i を生成する。次に、各伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ を用いて、伝送路応答 $H(1, k)$ の補用信号 i を生成する。

【0061】次に補用回路21の一構成例を図9に示し、その構成及び動作を説明する。図9において、補用回路21に入力された $H(1, kp)$ は、そのN個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ に分解される。メモリ211から順次メモリ211に供給される。メモリ211からは、周波数軸上で隣り合った成分 (例として $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$) が出力され、補用信号 i の伝送路応答 $H(1, k)$ として、次式で与えられる伝送路応答を出力する。

【0062】ここで、 $i = (kn + kn+1)/2$ (ここで、 kn 、 $kn+1$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ の加重平均である。ここで、伝送路応答 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0063】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0064】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0065】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0066】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0067】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

【0068】次に、 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ は、伝送路応答 $H(1, k)$ のN個の成分である。ここで、 $H(1, k)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

入したが、補用回路21の後に挿入し、 $H(1, kd)$ を時間方向に平均化する構成をとってもよい。

【0065】図10は本発明の第4の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック図である。図10において、図7と同一部分には同一の符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0066】本実施形態は、「説明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式2に対応する実施形態であり、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号間の補用信号を生成し、受信パイロット信号と補用信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することを特徴とする。この構成によれば、受信パイロット信号のみを用いてステップ補用を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が得られるため、乗算補用を行った場合に近い、等化後のS/N比の優れた良好な等化特性を得ることができ、また、補用信号の生成には、加算器及び簡単な構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な線形補用に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

【0067】図10において、シンボルフィルタ20で得られた受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ は、補用回路22に供給され、共にメモリ223にも供給されて一時保持される。すなわち、補用回路22には、シンボルフィルタ20からの受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ と共に、メモリ223に保存されている m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1, kp)$ 、 $H(1, kp-1)$ 、 $H(1, kp-2)$ 、 $H(1, kp-3)$ 、 $H(1, kp-4)$ が出力される。

【0068】補用回路22では、周波数軸上で互いに隣り合う m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答間に補用信号を生成し、受信パイロット信号と補用信号を用いて受信データ信号の伝送路応答をステップ補用し、伝送路応答を推定する。以下、図18に示す信号伝送フォーマットを持つ欧州DVB-T仕様を用いて本実施形態を説明する。

【0069】従来の技術で述べたように、DVB-T仕様では、12本の $kp = 12p + 3 \cdot \text{mod}$ (4)、 $p = 0, \dots, 14$ の周波数にパイロット信号が伝送されており、4シンボル毎に同一のサブキャリア周波数となるように巡回的に配置されている (但し、1はOFDMシンボル時刻である)。したがって、4シンボル分の受信パイロット信号を保持しておけば、周波数軸上で3サブキャリア毎に一本の受信パイロット信号が割り当てられ、3サブキャリアの伝送路応答の推定を行うことができる。

【0070】この場合、図10の構成にあつては、メモリ223より出力される伝送路応答 $m = 3$ となり、補用回路22に入力される受信パイロット信号の伝送路応答は受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ 及び3シン

ンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1, kp)$ 、 $H(1, kp-1)$ 、 $H(1, kp-2)$ 、 $H(1, kp-3)$ となる。

【0071】図11(a)に、受信シンボル1で、受信パイロット信号が周波数軸上で $kn \sim kn+1$ 番目の周波数位置における受信データ信号を、図11(b)に受信データ信号と補用信号の位置を示す。この場合、受信データ信号は $Y(1, kn+1)$ 、 $Y(1, kn+2)$ 、 $Y(1, kn+3)$ 、 \dots 、 $Y(1, kn+11)$ であり、受信シンボル1の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$ 、 $H(1, kn+4)$ 、 $H(1, kn+5)$ 、 $H(1, kn+6)$ 、 $H(1, kn+7)$ 、 $H(1, kn+8)$ 、 $H(1, kn+9)$ 、 $H(1, kn+10)$ 、 $H(1, kn+11)$ を、それぞれ補用信号として生成する。

【0072】図10の補用回路22では、図11(b)の隣り合った受信パイロット信号を用いて、 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$ 、 $H(1, kn+4)$ 、 $H(1, kn+5)$ 、 $H(1, kn+6)$ 、 $H(1, kn+7)$ 、 $H(1, kn+8)$ 、 $H(1, kn+9)$ 、 $H(1, kn+10)$ 、 $H(1, kn+11)$ を、それぞれ補用信号として生成する。

【0073】上記補用回路22で生成された伝送路応答は乗算器13に供給され、受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, kn+1)$ 、 $Y(1, kn+2)$ 、 $Y(1, kn+3)$ 、 \dots 、 $Y(1, kn+11)$ の伝送路応答としての補用処理に供される。

【0074】尚、ここでは、受信シンボル1の受信パイロット信号のサブキャリア位置 $kn \sim kn+1$ 間の伝送路応答について説明したが、実際には、 $kn \sim kn+1$ のサブキャリアについて互いに隣り合ったサブキャリア間に上記した補用信号を生成し、上記したステップ補用の後、伝送路応答 $H(1, kd)$ を出力する。

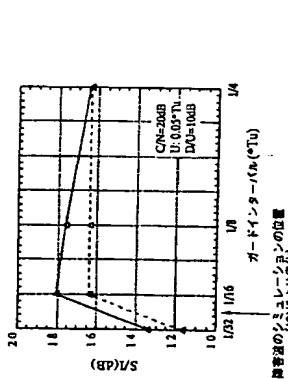
【0075】次に、補用回路22の一構成例について、図12を参照して説明する。この補用回路22に入力されるシンボルフィルタ20からの $H(1, kp)$ はメモリ221に供給され、当該メモリ221にN個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn)$ より構成される。

【0076】同様に、メモリ223からの $H(1, kp)$ 、 $H(1, kp-1)$ 、 $H(1, kp-2)$ 、 $H(1, kp-3)$ 、 $H(1, kp-4)$ 、 $H(1, kp-5)$ 、 $H(1, kp-6)$ 、 $H(1, kp-7)$ 、 $H(1, kp-8)$ 、 $H(1, kp-9)$ 、 $H(1, kp-10)$ 、 $H(1, kp-11)$ が順次保持される。

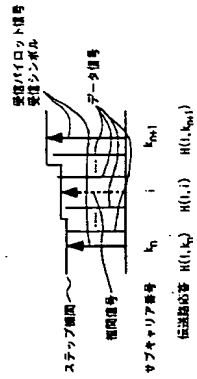
N-1 (13) が保持される。

$$\begin{aligned} \text{【0077】} & \text{メモリ221からは、} \Pi(1, k_p), \Pi \\ & (1-1, k_p+9), \Pi(1-2, k_p+6), \Pi \\ & (1-3, k_p+3) \text{ の周波数軸上で隣り合った成分} \\ & \Pi(1, k_n+1) - \Pi(1 \end{aligned}$$

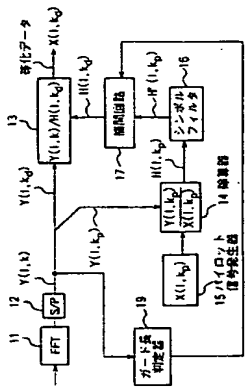
【図6】



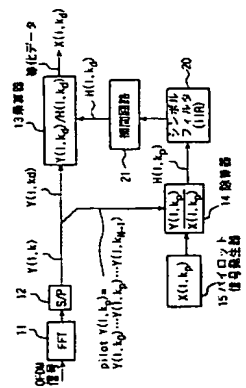
【図8】



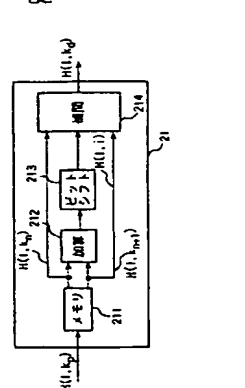
【図5】



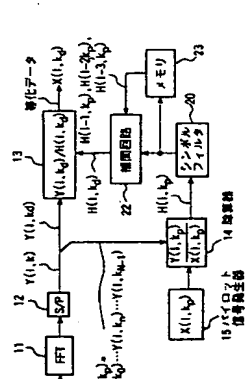
【図7】



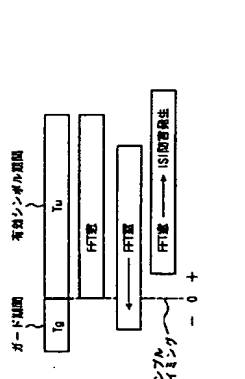
【図9】



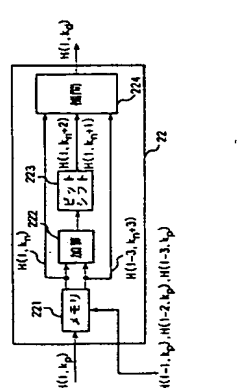
【図10】



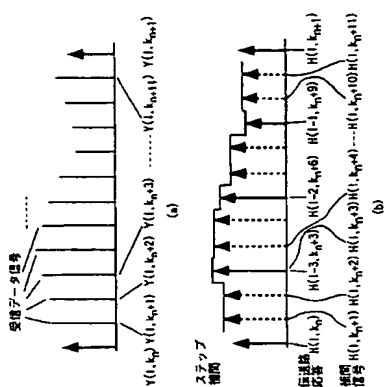
【図21】



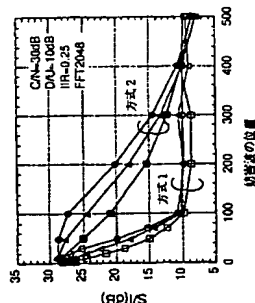
【図12】



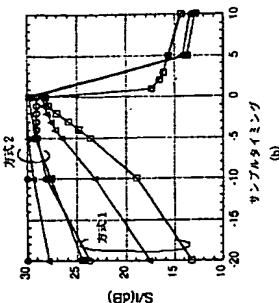
【図11】



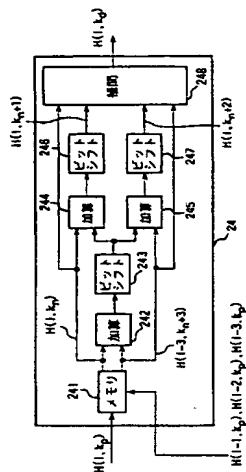
【図13】



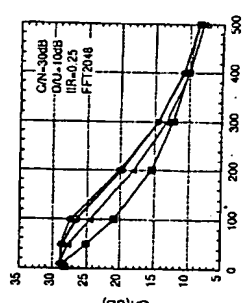
【図14】



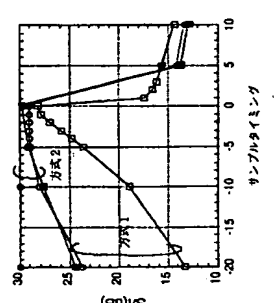
【図14】



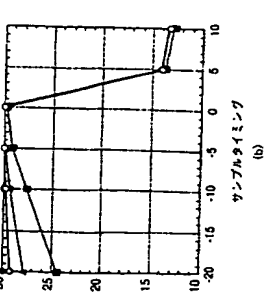
【図16】



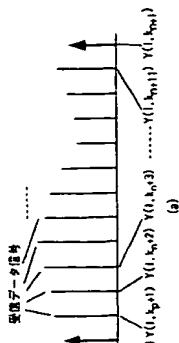
【図22】



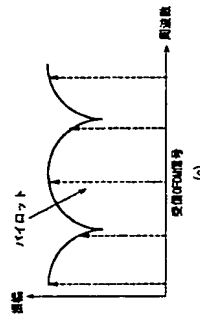
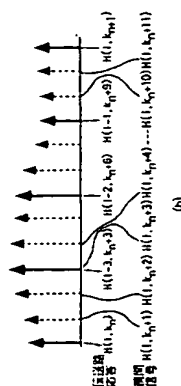
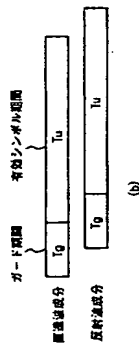
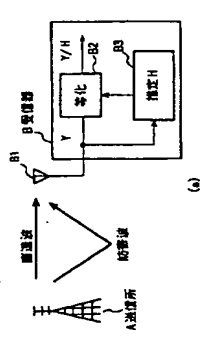
【図16】



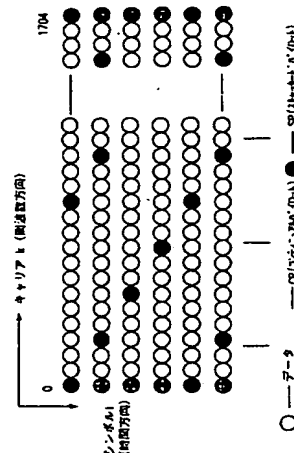
【図15】



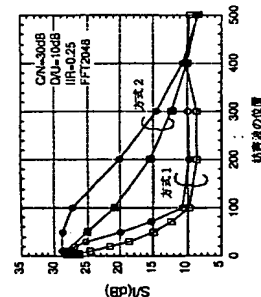
【図17】



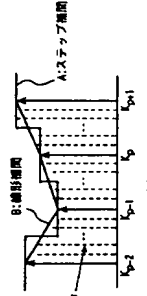
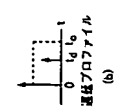
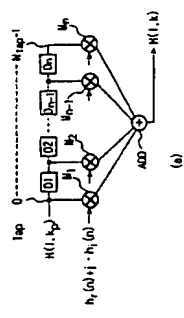
【図18】



【図20】



【図19】



【手続補正書】

【提出日】平成11年2月4日

【手続補正1】

【補正対象発明名称】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変え、帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項2】 前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記FIRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項1項記載のOFDM用受信装置。

【請求項3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2次元デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で得られた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で得られた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変え、帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とするOFDM用受信装置。

波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数値のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項5】 前記等化手段は、加算結果を1/2倍する演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項3、4項記載のOFDM用受信装置。

【請求項6】 前記等化手段は、前記パイロット信号の位置関係が時間方向に巡回的にずれているとき、一週毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項1、3、4のいずれか記載のOFDM用受信装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0036

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0036】 (3) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数値のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定

フロントページの続き

(72)発明者 大久保 隆志

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 野上 博志

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正3】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0037

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0037】 (4) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数値のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0038

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0038】 (5) (3) または (4) の構成において、前記等化手段は、加算結果を1/2倍する演算にビットシフト演算を用いる。

(72)発明者 城杉 孝敏

神奈川県横浜市中区吉田町292番地 株式会社日立製作所ナルメディアシステム
開発本部内

This Page Blank (uspto)